

**COMMANDE D'UN CONVERTISSEUR DE PUISSANCE POUR UNE RECHERCHE
AUTOMATIQUE DU POINT DE PUISSANCE MAXIMALE**

La présente invention concerne le domaine des convertisseurs d'énergie et, plus particulièrement, les convertisseurs équipés d'un circuit de commande à recherche du point de puissance maximale. De tels convertisseurs sont généralement appliqués à la conversion d'énergie fournie par une source irrégulière. Au sens de la présente invention, on entend par source d'énergie irrégulière, une source d'énergie dont la puissance fournie est susceptible de subir de brusques variations, par opposition à des sources d'énergie dont la puissance fournie est stable et/ou varie lentement, comme c'est le cas pour une batterie ou pour le réseau alternatif d'alimentation. Il s'agit, par exemple, de panneaux photovoltaïques dont la puissance fournie varie en fonction de l'éclairement, d'éoliennes dont la puissance fournie varie en fonction de la vitesse du vent, d'éléments d'exploitation d'une énergie marémotrice dont la puissance fournie varie en fonction de l'intensité des vagues, etc.

La présente invention sera décrite par la suite en relation avec des panneaux d'éléments photovoltaïques. Toutefois, l'invention s'applique plus généralement aux différentes sources d'énergie pour lesquelles on a besoin d'une recherche automatique

du point de puissance maximale pour optimiser le rendement en cas de production d'énergie.

Un convertisseur d'énergie du type auquel s'applique la présente invention est de type convertisseur statique dont les composants semiconducteurs travaillent en commutation (état passant - état bloqué). Les tensions d'entrée et de sortie peuvent être indifféremment continues, alternatives ou autre (par exemple, impulsionnelles). Il peut donc s'agir d'un convertisseur DC/DC, DC/AC, AC/DC, etc. Une technique de commande couramment utilisée pour la commutation du ou des composants semiconducteurs du convertisseur est la commande par modulation de largeur d'impulsions de commande à l'ouverture et à la fermeture d'un transistor de puissance (PWM). La largeur des impulsions de commande en fermeture du transistor de puissance est régulée en fonction de la charge et de la puissance requise par celle-ci. Dans les applications de l'invention, la largeur des impulsions est en outre régulée en fonction de la puissance fournie par la source d'énergie en recherchant, pour une question de rendement, le point de puissance maximale.

La figure 1 représente, de façon très schématique et sous forme de blocs, un exemple classique de convertisseur d'énergie du type auquel s'applique la présente invention. Dans cet exemple, il s'agit d'un convertisseur continu-continu élévateur de tension.

On suppose une source d'énergie 1 constituée d'éléments photovoltaïques PV dont la tension V fournie est appliquée aux bornes d'un élément inductif L en série avec un interrupteur de puissance 2 commandé en modulation de largeur d'impulsions. Dans l'exemple représenté, l'interrupteur de puissance 2 est constitué d'un transistor MOS dont la grille reçoit un signal CTRL constitué d'un train d'impulsions de largeur variable en fonction des consignes d'asservissement. Le point milieu 3 entre l'élément inductif L et l'interrupteur 2 est connecté à l'anode d'une diode D de roue libre dont la cathode est connectée à une première électrode 4 (positive) d'un condensateur de stockage C. Le conden-

sateur C fournit, entre ses électrodes 4 et 5, une tension V_{out} ou un courant I_{out} régulés de type continu, alternatif ou autre selon la nature de la charge connectée entre les électrodes 4 et 5. L'électrode 5 du condensateur C correspond à un potentiel de référence, par exemple la masse, pour la tension V du panneau 1, pour l'interrupteur de puissance 2 et pour la tension de sortie.

Quand l'interrupteur 2 est passant (pour un transistor MOS, cela correspond à un fonctionnement en régime ohmique), la diode D est polarisée en inverse. Le condensateur C alimente la charge connectée aux bornes 4 et 5. De l'énergie est accumulée dans l'élément inductif L aux bornes duquel est appliquée la tension V issue du panneau photovoltaïque 1. Quand le transistor 2 est ouvert, l'énergie accumulée dans l'inductance L est transférée au condensateur C par la diode D. Le fonctionnement d'un convertisseur de puissance à modulation de largeur d'impulsions est parfaitement connu et ne sera pas plus détaillé. On connaît divers types de montage à interrupteur de puissance selon que le convertisseur est un convertisseur abaisseur de tension, élévateur de tension ou abaisseur-élévateur.

Quand la source d'énergie fournissant la tension V est irrégulière, on utilise généralement un circuit 10 de commande à recherche du point de puissance maximale (MPPT). Un tel circuit a pour rôle de modifier la largeur des impulsions de fermeture de l'interrupteur 2 en fonction des variations de la puissance fournie par la source d'énergie 1. En entrée, le circuit 10 reçoit donc un signal (par exemple, une tension) proportionnel à la puissance P fournie par la source 1. Dans l'exemple de la figure 1, la puissance P est obtenue au moyen d'un multiplieur 7 d'une mesure du courant I dans les éléments photovoltaïques par une mesure de la tension V aux bornes du panneau 1. Le circuit 10 fournit un signal Q à deux états destiné à accroître, respectivement diminuer, la largeur des impulsions de commande de l'interrupteur 2.

Le signal CTRL de commande de l'interrupteur 2 est fourni par un comparateur 11 (COMP) du convertisseur commandé par

le circuit 10. Ce comparateur reçoit, sur une première entrée, un signal périodique issu d'un générateur 12, par exemple, une dent de scie à haute fréquence constante. Une deuxième entrée du comparateur 11 reçoit la sortie d'un générateur de rampe 13 (RAMP) dont l'inversion de sens (rampe montante, rampe descendante) est conditionnée par l'état du signal Q. La fréquence de la dent de scie conditionne la fréquence, généralement constante, du train d'impulsions du signal CTRL. Le niveau instantané fourni par le générateur 13, constitué par exemple d'un circuit RC, fixe la référence de comparaison, donc le rapport cyclique des impulsions.

Pour générer le signal Q, le circuit 10 comporte deux circuits résistifs et capacitifs 14, 15 (RCF et RCS) constituant des lignes à retard du signal de puissance P ayant des constantes de temps différentes. Le circuit 14 est, par exemple, un circuit rapide par rapport au circuit 15 dont la constante de temps est plus longue. Les sorties respectives des circuits 14 et 15 sont reliées aux entrées d'un comparateur 16 (COMP) dont la sortie commande une bascule 17 (T) fournissant le signal Q. Par la suite, on désignera indifféremment par Q la borne de sortie directe (non-inversée) de la bascule 17 ou le signal présent sur cette borne. La bascule 17 est une bascule sans signal d'horloge. Il s'agit, par exemple, d'une bascule de type JK montée en bascule dite de type T.

La structure et le fonctionnement d'un circuit tel que représenté en figure 1 est parfaitement connu. Un exemple d'un tel circuit est décrit dans l'article "Step-Up Maximum Power Point Tracker for Photovoltaic Arrays" de Ziyad Salameh, paru dans le recueil de la conférence des 20 au 24 juin 1988 de l'American Solar Energy Society, pages 409-414. Son fonctionnement sera brièvement rappelé ci-après.

En examinant les variations lentes et rapides de la puissance P, on obtient une image de la dérivée de cette puissance. Grâce à la différence de constante de temps des circuits RC 14 et 15, la sortie du comparateur 16 oscille. La fréquence et

l'amplitude de ces oscillations dépendent des constantes de temps des circuits RC. En fait, le comparateur 16 indique, selon son état (haut ou bas) de sortie, le signe de la dérivée de la puissance. Tant que la sortie du comparateur 16 reste dans un même état, la sortie de la bascule 17 ne change pas d'état. En supposant un état 1 en entrée et en sortie de la bascule 17, le circuit résistif et capacitif constitutif du générateur de rampe 13 accumule de l'énergie. Cela accroît le niveau d'entrée correspondant du comparateur 11 et augmente le rapport cyclique du signal CTRL. En supposant la charge recevant la tension V_{out} constante, la puissance P va croître jusqu'à un maximum puis se mettre à diminuer avec l'augmentation de la tension V . Quand la puissance se met à diminuer, la sortie du comparateur 16 commute ce qui entraîne une commutation du signal Q de sortie de la bascule 17. Celui-ci passe alors à l'état bas ce qui provoque la décharge du circuit RC du générateur de rampe 13 et une diminution du rapport cyclique. La tension de sortie se remet alors à augmenter. A charge constante, le circuit converge vers un point de puissance maximale et oscille autour de ce point.

Ce fonctionnement est illustré par la figure 2 qui représente deux exemples d'allure de la puissance P en fonction de la tension V pour deux quantités d'éclairement reçues par le panneau 1. Une première courbe 21 illustre, par exemple, le cas d'un éclairement maximal. Comme cela vient d'être décrit, à charge constante, le système va osciller autour du point PMM1 de puissance maximale.

Si l'éclairement du panneau 1 change (par exemple, par une arrivée d'ombre), la caractéristique $P=f(V)$ du panneau 1 devient une courbe 22 de niveau inférieur. Cette courbe présente également un point de puissance maximale PMM2. Toutefois, le système d'asservissement représenté en figure 1 ne peut différencier un changement d'éclairement d'une variation brusque de la charge connectée en sortie du convertisseur ou d'un simple écart autour du point de puissance maximale de la courbe $P=f(V)$ sur laquelle se trouve son point de fonctionnement. Le système d'asservis-

sement est alors perdu et peut même se retrouver dans un état stable ne correspondant plus au point de puissance maximale. En fait, le circuit diverge vers un état de charge minimale ou de charge maximale selon l'état de la bascule précédant le changement de courbe $P=f(V)$. Le même problème se pose en cas de variation brusque de la charge alimentée.

Une première solution connue est de choisir des constantes de temps des retardateurs 14 et 15 très différentes. Toutefois, cela nuit au rendement par les oscillations importantes engendrées.

Une autre solution connue consiste à forcer le système à repartir de l'origine des courbes $P=f(V)$. On démarre alors d'un rapport cyclique très faible que l'on fait croître pour reconverger vers le point de puissance maximale de la courbe d'éclairement courante. Un inconvénient d'une telle solution est qu'elle ralentit considérablement l'asservissement à l'éclairement du panneau photovoltaïque ou aux variations brusques d'une source d'énergie quelconque connectée en amont du système. De plus, la différenciation entre un changement de point de puissance maximale (changement de courbe) et une variation normale pose également problème en termes de durée de détection et de fiabilité.

La figure 3 illustre un exemple d'allure du courant I fourni par le panneau photovoltaïque en fonction du temps lors d'un changement de courbe de puissance du panneau. On suppose qu'on est initialement (instants t_0 à t_1) sur une courbe d'éclairement maximal (21, figure 2). Le courant I oscille alors légèrement autour d'une valeur I_{max} en supposant une charge constante. Un changement d'éclairement à l'instant t_1 entraîne une perte de référence pour le système d'asservissement. Dans l'exemple représenté à la figure 3, on suppose que l'on fait alors redémarrer le système à un instant t_2 postérieur à l'instant t_1 après s'être aperçu de la perte de référence du système. On converge alors jusqu'à un instant t_3 vers un nouveau point de puissance maximale correspondant à un courant I_{omb} autour duquel se met alors à osciller légèrement le système.

L'amplitude des oscillations autour des valeurs I_{max} et I_{omb} dépend bien entendu des constantes de temps des circuits RC 14 et 15. Plus la différence entre les constantes de temps est importante, plus les oscillations en sortie du comparateur 16 sont d'amplitude importante. Plus on converge vite vers le point de puissance maximale (durée entre les instants t_2 et t_3), plus l'amplitude des oscillations sera importante. Toutefois, plus les oscillations sont importantes, plus cela nuit au rendement du système. On est donc contraint de faire un compromis entre rendement, vitesse et stabilité.

Les problèmes de convergence du système suite à des changements de point de puissance maximale se posent surtout en cas de source d'énergie variable. Toutefois, même si la source d'énergie d'entrée est a priori stable comme cela devrait être le cas, par exemple, de panneaux photovoltaïques utilisés dans l'espace (sans nuages), on peut rencontrer ces problèmes de convergence. En effet, les infrastructures spatiales étant de plus en plus complexes en géométrie, des zones d'ombre liées à la structure même des satellites peuvent apparaître. De plus, des capteurs peuvent être partiellement détériorés par impact de poussières, ce qui conduit au même résultat.

Une autre solution connue pour pallier les inconvénients liés aux variations brusques de la source d'énergie est d'utiliser un circuit numérique. On mémorise successivement les différents points de fonctionnement afin de s'apercevoir d'une dérive. Un système numérique reste cependant lent à isoler une dérive d'un écart normal de fonctionnement. A cet égard, plus l'amplitude des oscillations acceptées en régime établi est importante, plus le système sera lent à s'apercevoir d'un changement de régime dû à un changement de la source d'énergie. Un autre inconvénient d'un circuit numérique est qu'il est en pratique limité à des fréquences de train d'impulsions de commande de l'interrupteur 2 d'une centaine de kHz. A cet égard, un circuit analogique de commande tel que celui illustré par la figure 1 présente l'avantage de pouvoir fonctionner à des fréquences de

découpage plus élevées (de l'ordre du MHz). Cela facilite l'intégration du convertisseur.

La présente invention vise à pallier les inconvénients des circuits connus de recherche du point de puissance maximale d'un convertisseur statique de type alimentation à découpage.

L'invention vise plus particulièrement à optimiser le rendement du convertisseur sans nuire à sa rapidité de réaction.

L'invention vise également à permettre au circuit de commande de reconverger vers un nouveau point de puissance maximale en cas de variation de la source d'énergie grâce à un circuit simple de type analogique.

L'invention vise également à préserver l'asservissement opéré par le circuit en cas de variation de la charge connectée en sortie.

L'invention vise en outre à proposer une solution intégrable et compatible avec un fonctionnement à haute fréquence de l'alimentation à découpage.

Pour atteindre ces objets, la présente invention prévoit un circuit de recherche du point de puissance maximale d'une source d'énergie variable à partir d'une comparaison d'une image de la puissance fournie par la source d'énergie, le circuit comprenant :

deux éléments apportant des retards de propagation différents à une grandeur proportionnelle à l'image de la puissance ;

un comparateur des sorties des éléments retardateurs pour commander une bascule fournissant un signal à deux états d'asservissement d'un convertisseur de puissance statique ;

des moyens pour détecter un régime transitoire à partir de variations d'oscillations d'un régime établi ; et

des moyens pour modifier le retard apporté par l'élément retardateur le plus lent.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, lesdits moyens pour modifier le retard sont constitués d'un

élément de commutation propre à, en régime transitoire, inhiber le fonctionnement de l'élément retardateur le plus lent.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, lesdits moyens de détection comparent la durée d'un état actif sur chaque signal de sortie de la bascule par rapport à un seuil prédéterminé.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, les moyens de détection comparent, indépendamment l'une de l'autre, les sorties directe et inverse de la bascule et combinent le résultat de ces comparaisons pour fournir une impulsion de commande aux moyens pour rendre le retard variable.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, la durée du régime transitoire est choisie en fonction de l'amplitude d'oscillation souhaitée autour d'une consigne de puissance nominale.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, les différents éléments de mesure de tension, de courant, et de temps sont analogiques.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, le circuit comporte des moyens pour réinitialiser la bascule à l'apparition d'un régime transitoire.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, le circuit comporte des moyens pour, à l'apparition d'un régime transitoire, réinitialiser un générateur de rampe conditionnant le rapport cyclique d'un signal de commande à modulation de largeur d'impulsions du convertisseur de puissance.

L'invention prévoit également un procédé de commande d'un circuit de recherche du point de puissance maximale d'une source d'énergie variable du type appliquant deux retards de valeur différente à une image de la puissance fournie par la source d'énergie, qui consiste à inhiber ou raccourcir le retard le plus court pendant un régime transitoire.

Selon un mode de réalisation de la présente invention, on détermine l'existence d'un régime transitoire à partir d'une

mesure de la fréquence d'oscillations autour d'un point de fonctionnement nominal du détecteur de point de puissance maximale.

Ces objets, caractéristiques et avantages, ainsi que d'autres de la présente invention seront exposés en détail dans la description suivante de modes de réalisation particuliers
5 faite à titre non-limitatif en relation avec les figures jointes parmi lesquelles :

la figure 1 décrite précédemment représente un exemple classique de convertisseur de puissance du type auquel s'applique
10 la présente invention ;

la figure 2 représente deux exemples d'allure de puissance en fonction de la tension dans un panneau photovoltaïque constituant une source d'énergie d'un convertisseur selon l'invention ;

la figure 3 représente la variation du courant en fonction du temps en cas de changement d'éclairement d'un panneau photovoltaïque du convertisseur de la figure 1 ;

la figure 4 représente, de façon très schématique et sous forme de blocs, un mode de réalisation d'un circuit de recherche du point de puissance maximale selon la présente invention ;
20

la figure 5 représente un schéma bloc fonctionnel d'un détecteur de régime transitoire du circuit de la figure 4 ;

la figure 6 est un schéma électrique plus détaillé d'un circuit de commande selon l'invention ; et
25

la figure 7 représente un autre exemple de convertisseur commandable par un circuit selon l'invention.

Les mêmes éléments ont été désignés par les mêmes références aux différentes figures. Pour des raisons de clarté, seuls les éléments qui sont nécessaires à la compréhension de l'invention ont été représentés aux figures et seront décrits par la suite. En particulier, la constitution d'une source d'énergie exploitée par un convertisseur de l'invention n'a pas été détaillé et ne fait pas l'objet de l'invention.
30

Une caractéristique de la présente invention est de rendre commandable l'un des deux éléments retardateurs exploitant l'information de puissance fournie par la source d'énergie. On tire alors pleinement profit des rôles différents des constantes de temps respectives des éléments retardateurs. En effet, l'élément retardateur le plus lent apporte la stabilité au système tandis que l'élément retardateur le plus rapide accélère la convergence vers le point de puissance maximale en cas de dérive. Par conséquent, en rendant plus rapide l'élément retardateur le plus lent ou, de préférence, en l'inhibant pendant un régime transitoire correspondant à des périodes de démarrage ou de perturbation liées à un changement de régime, on accélère la convergence du système vers le point de puissance maximale. Selon l'invention, quand ce point est atteint, on remet en service l'élément retardateur le plus lent ou on allonge sa constante de temps. Ainsi, on minimise les oscillations en régime établi.

La durée minimale d'un régime transitoire selon l'invention dépend du régime transitoire du convertisseur et de la source d'énergie. Plus précisément, la plage de durées d'un régime transitoire dépend du convertisseur, de la courbe de charge de son impédance d'entrée, ainsi que du dépassement de charge autorisé, c'est-à-dire de l'amplitude d'oscillation que l'on s'autorise en régime établi, etc. Dans l'application aux panneaux photovoltaïques, la durée de régime transitoire prévue par l'invention dépend essentiellement de la constante de temps fixée par la résistance équivalente du panneau et par une capacité d'entrée du convertisseur. Cette capacité d'entrée est généralement prévue aux bornes du panneau pour empêcher la propagation des bruits de commutation de l'interrupteur.

A titre d'exemple particulier de réalisation, dans un système où l'élément retardateur le plus lent a une constante de temps de l'ordre de la ms tandis que l'élément retardateur le plus rapide a une constante de temps de l'ordre de la dizaine de μ s, on prévoit de passer transitoirement sur une constante de

temps de l'ordre $10\ \mu\text{s}$ pendant une phase de convergence durant de 10 à 50 ms.

Une autre caractéristique de la présente invention est de prévoir une détection des régimes transitoires, c'est-à-dire du besoin de passer dans un fonctionnement à constante de temps accélérée, à partir de la fréquence des oscillations du régime établi. En effet, un changement d'état du système, par exemple un changement de point de puissance maximale de la source d'énergie, se traduit par un changement de la fréquence des oscillations du régime établi, voire par une disparition de ces oscillations. Ainsi, selon la présente invention, on définit une plage de fréquences d'oscillations correspondant à un régime établi et on provoque un basculement du système dans un mode de fonctionnement transitoire quand on détecte qu'il s'écarte de cette plage de fréquences. Les fréquences d'oscillation minimale et maximale sont déterminées à partir des taux d'oscillation que l'on est prêt à accepter pour le système.

En pratique, un taux d'oscillation maximal correspond à une fréquence minimale de ces oscillations et correspond au régime de puissance maximale fourni par la source d'énergie. A l'inverse, un taux d'oscillation minimal correspond à une fréquence maximale et à un régime de puissance minimal de la source d'énergie (par exemple, un fonctionnement sous ombre d'un panneau photovoltaïque).

De préférence, pour des raisons de stabilité, la constante de temps du générateur de rampe commandé par le circuit de recherche de point de puissance maximale est supérieure à la constante de temps maximale d'entrée du système. Cette constante de temps maximale correspond, pour un panneau photovoltaïque, à la constante de temps sous éclairissement minimal.

La figure 4 représente, par une vue très schématique et sous forme de blocs, un mode de réalisation d'un circuit de recherche d'un point de puissance maximale selon l'invention. En figure 4, seul le circuit 30 recevant l'information de puissance P et fournissant un signal Q de commande d'un générateur de rampe

du type de celui illustré par la figure 1 a été représenté. Les autres éléments du convertisseur de puissance et de la source d'énergie, qu'il s'agisse des moyens d'obtention de l'information de puissance ou de l'exploitation du signal d'asservissement Q sont classiques et on pourra, par exemple, utiliser un circuit tel que celui illustré par la figure 1.

Comme précédemment, le circuit de commande 30 utilise un comparateur 16 (COMP) de commande d'une bascule 17 (T) dont la sortie directe Q fournit le signal de commande du générateur de rampe (13, figure 1). Toujours de façon classique, les deux entrées du comparateur 16 reçoivent un signal représentatif de l'information de puissance fournie par la source d'énergie avec un décalage temporel fourni par deux éléments retardateurs respectivement 14 et 31. L'élément retardateur 14 est, comme précédemment, relativement rapide (RCF). Selon l'invention, l'élément retardateur 31 présente un régime nominal relativement lent (RCS) et est commandable, soit pour une diminution de sa constante de temps pendant un régime transitoire, soit pour être inhibé pendant ce régime transitoire. Un signal CT31 de commande de l'élément retardateur 31 est un signal impulsif présentant une impulsion d'inhibition ou d'accélération à chaque fois qu'un régime transitoire est détecté. Ce signal CT31 est, par exemple, fourni par un circuit 32 (TIMER) constituant fonctionnellement un générateur d'impulsions isolées, de durées prédéterminées. Le circuit 32 est commandé par un signal DEM déclenchant l'apparition d'une impulsion. Ce signal DEM est fourni par un circuit 33 (OSC-DET) de détection de variation d'oscillations dans le signal de sortie Q fourni par la bascule 17. Le circuit 33 prélève le signal en sortie de la bascule 17 pour détecter une variation de la fréquence des oscillations telle que cette fréquence s'écarte d'une plage de valeurs prédéterminées de fonctionnement nominal.

En variante, le détecteur d'oscillation de l'invention pourra prélever un signal à tout autre endroit du circuit de commande 30 présentant des oscillations en régime établi, c'est-à-dire dont l'allure du signal traduit la régulation du régime

établi. Par exemple, on pourra prélever le signal de sortie du comparateur 16.

Selon une autre variante de réalisation, la détection d'une perte d'instabilité peut être obtenue à partir d'images du courant, de la tension, ou de la puissance fournie par la source d'énergie, tous ces signaux ayant la même fréquence. On détecte cependant toujours selon l'invention une perte ou une variation de fréquence par rapport à une plage prédéterminée de la fréquence des oscillations du régime établi. On fait référence à une perte d'instabilité car on détecte une disparition d'oscillations se traduisant par une stabilité non désirée du convertisseur de puissance.

La figure 5 représente, de façon très schématique et sous forme de blocs, un mode de réalisation d'un circuit 33 de détection d'instabilité selon l'invention. Selon ce mode de réalisation, le circuit 33 exploite les deux sorties directe Q et inverse \bar{Q} de la bascule 17 pour détecter une variation dans les deux sens de la stabilité du système. Les sorties Q et \bar{Q} sont respectivement reliées aux entrées de deux comparateurs temporels 34 et 35 (CPT) dont les deuxièmes entrées respectives reçoivent des seuils temporels TH1 et TH2. En d'autres termes, chaque comparateur 34 ou 35 compare la durée dans laquelle le signal Q ou \bar{Q} qui lui est associé reste dans un état actif stable par rapport à une durée prédéterminée. Dès que cette durée est dépassée, la sortie du comparateur commute pour déclencher une impulsion de régime transitoire grâce au signal DEM. Les sorties respectives des comparateurs 34 et 35 sont combinées par une porte 36 de type NON-OU-Exclusif dont le rôle est d'éliminer les états non significatifs du point de vue de la détection.

Les seuils TH1 et TH2 sont choisis en fonction de la période d'oscillation la plus grande du système en régime établi. Cette période est fonction, entre autres, des éclairissements maximal et minimal que peut recevoir le panneau, du convertisseur et de la charge pour lesquels est prévu le système, et dépend de la stabilité que l'on souhaite donner au système. Par exemple, les

seuils TH1 et TH2 sont réglés de telle sorte qu'ils génèrent une impulsion lorsque, pendant un temps donné compris entre 2 et 5 fois la période d'oscillation maximale, il n'y a pas eu d'oscillation, c'est-à-dire de changement d'état des sorties Q et \bar{Q} .

Les deux comparateurs temporels 34 et 35 permettent de détecter un état stable de l'oscillation du signal fourni par la source d'énergie (par exemple, le courant de la figure 3), que cet état stable se trouve au niveau bas ou au niveau haut d'oscillation permise. L'exposé de la figure 5 correspond à un exposé fonctionnel du détecteur d'instabilité de l'invention. En pratique, on veillera à ce que la sortie des comparateurs 34 et 35 reste stable pendant une durée correspondant, de préférence, à entre deux et cinq fois la période d'oscillation la plus grande que la commande peut générer, selon la sensibilité aux variations souhaitée. On évite ainsi un déclenchement intempestif du système quand il est en régime établi.

Un avantage de la présente invention est qu'elle permet la détection d'une perte du régime établi du point de puissance maximale sur lequel est calé le système sans savoir d'où provient cette perte. En particulier, il n'est pas nécessaire de prévoir d'autres capteurs que les capteurs couramment utilisés pour la détermination du point de puissance maximale.

Un autre avantage de la présente invention est qu'elle permet une reconvergence rapide du système en cas de changement du point de puissance maximale.

Un autre avantage de la présente invention est qu'elle constitue un système particulièrement fiable en raison des moyens utilisés.

La figure 6 représente un mode de réalisation plus détaillé d'un circuit 30 selon l'invention. L'exemple de la figure 6 a pour objet d'illustrer, notamment, le caractère intégrable de l'invention.

Dans la représentation de la figure 6, on a par ailleurs illustré un exemple classique d'exploitation de signaux

I et V (figure 1) de la source d'énergie. Une mesure de la tension V, appliquée sur une borne 41 du circuit 30, est appliquée sur une première entrée du multiplieur 7 dont la sortie fournit le signal P de puissance exploité par le circuit de commande.

5 Côté détection du courant I, sa mesure est appliquée sur une borne 42 et traverse un circuit de mise à l'échelle 43 avant d'arriver sur la deuxième entrée du multiplieur 7. Le recours optionnel à un circuit 43 de mise à l'échelle dépend de l'amplitude des variations mesurées au niveau de la source d'énergie. Le

10 circuit de facteur d'échelle est classique. Il est, par exemple, constitué d'un amplificateur opérationnel 431 dont l'entrée inverseuse est reliée, par une résistance R432, à la borne 42 et, par une résistance R433, à une borne 44 de sortie correspondant à la deuxième entrée du multiplieur 7. L'entrée non-inverseuse de

15 l'amplificateur 431 est reliée à la masse par une résistance R434. Les dimensionnements des résistances d'un circuit de conversion de facteur d'échelle sont à la portée de l'homme du métier et ne font pas l'objet de la présente invention.

La sortie du multiplieur 7 fournissant le signal P est

20 reliée aux entrées respectives des deux éléments retardateurs 14 et 31. Dans l'exemple représenté, ces éléments retardateurs ont la forme la plus simple possible, à savoir, un circuit résistif et capacitif. Ainsi, la sortie du multiplieur 7 est reliée à une première borne d'une résistance R14 de l'élément 14 dont une

25 deuxième borne est connectée à l'entrée inverseuse du comparateur 16 et, par un condensateur C14, à la masse. La sortie du multiplieur 7 est également reliée à une première borne d'une résistance R31 de l'élément retardateur 31, la deuxième borne de la résistance R31 étant reliée à l'entrée positive du comparateur

30 16 et, par un condensateur C31, à la masse. Les constituants des circuits RC 14 et 31 sont bien entendu différents pour introduire la différence de constante de temps nécessaire au fonctionnement de l'invention. Par exemple, on pourra avoir recours à des résistances d'une même valeur et différencier les constantes de temps

35 des deux éléments retardateurs au moyen de condensateurs C14 et

C31 de valeurs différentes. La sortie du comparateur 16 traverse un inverseur 45 dont la sortie est reliée, dans l'exemple représenté, à l'entrée d'horloge CLK de la bascule 17 formée à partir d'une bascule de type JK. Les entrées J et K de la bascule sont
5 reliées à une borne d'application du potentiel positif d'alimentation Vcc, de même que la borne R de réinitialisation de la bascule. La sortie directe Q de la bascule est reliée à l'entrée d'un générateur de rampe 13' destiné à fixer le rapport cyclique des impulsions de découpage de l'alimentation (signal CTRL). La
10 sortie du générateur 13' est reliée à une première entrée du comparateur 16 dont la deuxième entrée reçoit un signal périodique fourni par le générateur 12. Ce signal, par exemple, en dent de scie est, de préférence, un signal haute fréquence fixée par une horloge HCLK. Tout ce qui vient d'être décrit correspond
15 approximativement à un circuit classique.

Selon l'invention, l'entrée non-inverseuse du comparateur 16, c'est-à-dire la sortie de l'élément retardateur 31, est reliée à la masse par un interrupteur 321 du circuit 32. Fonctionnellement, cela correspond au signal de commande CT31 exposé
20 en relation avec la figure 4. Quand le commutateur 321 est ouvert, on reproduit un fonctionnement normal correspondant à un régime établi et à celui d'un circuit classique. Quand l'interrupteur 321 est fermé, l'entrée correspondant du comparateur 16 est, selon l'invention, portée à la masse ce qui inhibe le fonc-
25 tionnement de l'élément retardateur lent 31.

Le circuit 32 fournissant une impulsion de commande temporisée à l'élément 31 comporte, par exemple, un circuit temporisateur 322, par exemple un circuit monostable (MONOST), dont la sortie commande l'interrupteur 321 (par exemple, un
30 transistor MOS). L'entrée de commande du circuit 322 est reliée au point milieu d'une association en série de deux résistances R323 et R324 aux bornes de laquelle est appliquée la tension d'alimentation Vcc. L'entrée de commande du circuit 322 est en outre reliée à la masse au moyen d'un condensateur C325. Le
35 circuit 322 a pour objet de mettre en forme une impulsion de

commande dont la durée est fixée par les composants résistifs et capacitif placés en entrée. En particulier, les valeurs des résistances R323 et R324 conditionnent le temps de chargement du condensateur C325 et, par voie de conséquence, la durée de l'impulsion. L'entrée du circuit 322 est, de préférence, reliée à la masse au moyen d'un interrupteur 326 commandé par le signal DEM détectant un régime transitoire.

En régime établi, l'interrupteur 326 est ouvert, l'entrée du circuit 322 est donc à l'état haut (sensiblement au potentiel Vcc en négligeant la chute de tension dans la résistance 323 de valeur relativement faible). L'interrupteur 321 est par conséquent ouvert. Lorsque le signal DEM provoque la fermeture de l'interrupteur 326, cela provoque la décharge du condensateur 325 et le basculement de l'entrée du circuit 322 vers l'état bas. Cela provoque donc une commutation de la sortie du circuit monostable 322 qui ferme l'interrupteur 321. Comme le signal DEM est de forme impulsionnelle, la connexion à la masse de l'entrée du circuit 322 disparaît rapidement par l'ouverture de l'interrupteur 326. Le condensateur C325 peut alors de nouveau être chargé par le pont diviseur résistif R323-R324 qui conditionne la durée de l'impulsion. Dès que le seuil du circuit 322 est atteint, sa sortie bascule de nouveau et l'interrupteur 321 s'ouvre pour replacer le système en régime établi.

Selon un mode de réalisation préféré de la présente invention, le signal DEM est également utilisé pour réinitialiser le générateur de rampe 13' constitué, dans cet exemple, d'une cellule RC (résistance R13 et condensateur C13). Une première borne de la résistance R13 est reliée à la borne Q de la bascule 17. L'autre borne de la résistance R13 est reliée à une première entrée du comparateur 11 et, par le condensateur C13 à la masse. Selon le mode de réalisation préféré de l'invention, un interrupteur 131 court-circuite le condensateur C13 pour en forcer la décharge lorsque le signal DEM est actif. On garantit ainsi un redémarrage de la rampe conditionnant le rapport cyclique à une valeur toujours identique à chaque période transitoire. Dans

l'exemple représenté il s'agit d'un redémarrage à zéro. En variante, on pourra prévoir un niveau de précharge prédéterminé pour ce redémarrage.

De préférence, pour des raisons de stabilité, la constante de temps lente, ici $R31 \cdot C31$, est choisie pour être comprise entre $1/20$ et $1/2$ de la constante de temps du générateur de rampe 13', ici $R13 \cdot C13$. Côté élément rapide 14, sa constante de temps, ici $R14 \cdot C14$, est choisie selon la dynamique recherchée pour le système. Par exemple, on pourra prévoir une constante $R14 \cdot C14$ comprise entre $1/10$ et $1/2$ de la constante de temps lente ($R31 \cdot C31$).

Toujours selon un mode de réalisation préféré, le signal DEM est également utilisé selon l'invention pour réinitialiser la bascule 17. Pour cela, l'entrée S de la bascule 17 est reliée à un circuit 46 appliquant une impulsion de réinitialisation calibrée. Le circuit 46 est, par exemple, constitué d'un pont diviseur résistif R461, R462 alimenté par la tension Vcc et servant à charger un condensateur C463 connecté entre le point milieu et la masse. La borne S de la bascule 17 est connectée à ce point milieu. Un interrupteur 464 commandable par le signal DEM sert à forcer la décharge du condensateur C463. En régime établi, l'interrupteur 464 est ouvert, le condensateur C463 est chargé et l'entrée S de la bascule 17 est à l'état haut. Une fermeture de l'interrupteur 464 par le signal DEM suite à une détection d'un régime transitoire provoque la décharge du condensateur C463 et le passage de l'entrée S à zéro, donc la réinitialisation de la bascule 17. Dès que le signal DEM disparaît, l'interrupteur 464 s'ouvre, ce qui permet la charge progressive du condensateur C463 par le pont diviseur R461, R462. Le rôle du circuit 46 est de fournir une impulsion de durée suffisante à la réinitialisation de la bascule 17. En réinitialisant la bascule 17 à chaque régime transitoire, on optimise la fiabilité du système en fixant l'état initial de tout régime transitoire (démarrage ou changement d'éclairement).

Les sorties Q et \bar{Q} de la bascule 17 sont également envoyées en entrée des deux circuits 34 et 35 de détection de perte d'instabilité selon l'invention. Chaque circuit 34, 35 est, dans l'exemple représenté, basé sur un circuit de temporisation, respectivement 341, 351, de type connu sous la dénomination commerciale LM555, monté en monostable. Chaque circuit 341 ou 351 a sa sortie reliée à une des entrées de la porte 36 de type NON-OU-Exclusif. Dans l'exemple représenté, la sortie de la porte 36 traverse un circuit monostable 37 pour mettre en forme l'impulsion DEM. Ce circuit est optionnel. Les circuits 341 et 351 ont leurs bornes d'alimentation Vcc et GND reliées respectivement aux bornes d'application de la tension d'alimentation du circuit. Les bornes de tension de commande CTR des circuits LM555 sont laissées en l'air. Leurs bornes de réinitialisation RST sont portées au potentiel Vcc. Leurs bornes de déclenchement TRIG respectives sont reliées aux sorties Q et \bar{Q} de la bascule 17. Les sorties Q et \bar{Q} sont également respectivement reliées à des premières bornes de résistance R342 et R352 dont les deuxièmes bornes respectives sont reliées à la base de transistors T343 et T353 de type PNP. Les collecteurs des transistors T343 et T353 sont reliés à la masse. Leurs émetteurs respectifs sont reliés aux bornes de seuil (THR) et de décharge (DSCH) des circuits 341 et 351 correspondants. De plus, chaque borne THR est reliée au point milieu d'une association en série d'une résistance R344, respectivement R354, et d'un condensateur C345, respectivement C355.

Fonctionnellement, la disparition ou la diminution des oscillations à l'état bas peut s'apparenter au cas où le système se stabilise en circuit ouvert. A l'inverse, la disparition des oscillations à l'état haut peut s'apparenter au cas d'un système en court-circuit. L'étage 34 correspond à la détection du circuit ouvert tandis que l'étage 35 correspond à la détection du court-circuit.

Les seuils THR des circuits temporisateurs LM555 correspondent à un état haut (tension Vcc minorée de la chute de

tension dans les résistances R344 et 354, respectivement) quand le transistor T343 ou T353 correspondant est bloqué. En d'autres termes, quand la borne Q respectivement \bar{Q} est à l'état bas, le transistor T343, respectivement T353 est passant, le condensateur correspondant C345 ou C355 est court-circuité et l'entrée seuil THR du circuit LM555 correspondant est à l'état bas. Comme dans le même temps l'entrée de déclenchement TRIG du circuit est également à l'état bas, sa sortie OUT reste à l'état bas.

Quand une des bornes Q ou \bar{Q} est à l'état haut, le transistor T343 ou T353 qui y est associé se bloque. Le condensateur C345 ou C355 correspondant est chargé par l'intermédiaire de la résistance R344 ou R354. Il en découle qu'au bout d'un temps prédéterminé fonction des dimensionnements de la résistance R344 (ou R354) et du condensateur C345 (ou C354), le seuil THR du circuit 341 (ou 351) devient approximativement égal à la tension Vcc (en négligeant la chute de tension dans la résistance R344 ou R354). Comme l'entrée de déclenchement TRIG est alors à l'état haut, la sortie OUT du circuit 341 (ou 351) est susceptible de commuter si le seuil THR passe à l'état haut avant que la borne Q (ou \bar{Q}) ne rebascule vers l'état bas. Dans le cas contraire, la sortie du circuit 341 (ou 351) restera à l'état bas.

On voit donc que lorsqu'une des sorties de la bascule reste dans un état actif stable, on provoque une commutation d'une entrée de la porte logique 36 pour déclencher une impulsion de commande du signal DEM.

Un avantage est que la présente invention est particulièrement adaptée à un fonctionnement à haute fréquence de l'alimentation à découpage. En particulier, contrairement à un circuit numérique, aucun temps de calcul ou de traitement n'est nécessaire pour la mise en oeuvre de l'invention.

Un autre avantage de l'invention est que la solution particulièrement économique qu'elle constitue permet de prévoir un circuit par panneau dans le cas d'un système multi-panneaux. On résout alors en outre les problèmes d'inhomogénéité de

l'éclairement (par exemple, à l'apparition d'une ombre à l'échelle d'un panneau ou d'une cellule) à moindre coût.

La figure 7 représente un autre mode de réalisation de la présente invention pour illustrer un montage sur un convertisseur continu-continu abaisseur. On suppose un panneau photovoltaïque 1 dont les deux bornes sont respectivement reliées à une première borne de l'interrupteur de puissance 2 et, par une résistance R de très faible valeur, à la masse 5. L'autre borne de l'interrupteur 2 est reliée à une première borne d'un élément inductif L dont la deuxième borne constitue la borne 4 fournissant la tension de sortie à un élément de stockage d'énergie, par exemple, une batterie non représentée. Une diode de roue libre D relie la première borne de l'inductance L à la masse 5. Généralement, un condensateur Ce relie la borne positive de sortie du panneau photovoltaïque à la masse pour stabiliser la tension aux bornes du panneau 1 et le rendre insensible aux bruits de commutation de l'interrupteur 2. Le plus souvent, la borne 41 de mesure de tension est reliée au point milieu d'un pont diviseur résistif constitué d'une résistance R411 en série avec une résistance R412 entre la borne positive du panneau 1 et la masse. La mesure du courant appliquée sur la borne 42 (figure 6) est prise sur la borne négative du panneau photovoltaïque. La résistance R participe à la mesure du courant.

Comme il ressort de ce qui précède, l'invention s'applique à tout type de convertisseur qu'il s'agisse d'un convertisseur abaisseur, élévateur ou abaisseur-élévateur. De même, la source d'énergie peut être quelconque, pourvu que l'on puisse en extraire une information relative à sa puissance.

Bien entendu, la présente invention est susceptible de diverses variantes et modifications qui apparaîtront à l'homme de l'art. En particulier, d'autres montages analogiques que celui illustré par la figure 6 pourront être envisagés pourvu de respecter les fonctionnalités décrites. Par exemple, l'élément retardateur 31 pourra être constitué d'un condensateur dont la capacité varie en fonction de la tension appliquée à ses bornes,

d'un réseau de résistances et de condensateurs commutables, etc.
De plus, le dimensionnement des différentes constantes de temps
et éléments résistifs et capacitifs est à la portée de l'homme du
métier à partir des indications fonctionnelles données ci-dessus
5 et de l'application. En outre, bien que la description qui pré-
cède fasse référence à une mesure de la puissance comme étant le
produit d'une tension par un courant, l'image de la puissance
pourra provenir d'autres grandeurs comme, par exemple, une mesure
d'impédance, une grandeur proportionnelle au courant en supposant
10 la tension constante, une mesure proportionnelle à la tension en
supposant le courant constant, etc.

REVENDICATIONS

1. Circuit de recherche du point de puissance maximale d'une source d'énergie variable (1) à partir d'une comparaison d'une image de la puissance (P) fournie par la source d'énergie, le circuit comprenant :

5 deux éléments (14, 31) apportant des retards de propagation différents à une grandeur proportionnelle à l'image de la puissance ; et

 un comparateur (16) des sorties des éléments retardateurs pour commander une bascule (17) fournissant un signal (Q) à
10 deux états d'asservissement d'un convertisseur de puissance statique,

 caractérisé en ce qu'il comporte :

 des moyens (33) pour détecter un régime transitoire à partir de variations d'oscillations d'un régime établi ; et

15 des moyens (32) pour modifier le retard apporté par l'élément retardateur le plus lent (31).

2. Circuit selon la revendication 1, caractérisé en ce que lesdits moyens (32) pour modifier le retard sont constitués d'un élément de commutation (321) propre à, en régime transi-
20 toire, inhiber le fonctionnement de l'élément retardateur le plus lent (31).

3. Circuit selon la revendication 1 ou 2, caractérisé en ce que lesdits moyens de détection (33) comparent la durée d'un état actif sur chaque signal de sortie (Q, \bar{Q}) de la bascule
25 (17) par rapport à un seuil prédéterminé (TH1, TH2).

4. Circuit selon la revendication 3, caractérisé en ce que les moyens de détection (33) comparent, indépendamment l'une de l'autre, les sorties directe (Q) et inverse (\bar{Q}) de la bascule (17) et combinent (36) le résultat de ces comparaisons pour
30 fournir une impulsion (DEM) de commande aux moyens (32) pour rendre le retard variable.

5. Circuit selon l'une quelconque des revendications 1 à 4, caractérisé en ce que la durée du régime transitoire est

choisie en fonction de l'amplitude d'oscillation souhaitée autour d'une consigne de puissance nominale.

5 6. Circuit selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que les différents éléments de mesure de tension, de courant, et de temps sont analogiques.

7. Circuit selon l'une quelconque des revendications 1 à 6, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens pour réinitialiser la bascule (17) à l'apparition d'un régime transitoire.

10 8. Circuit selon l'une quelconque des revendications 1 à 7, caractérisé en ce qu'il comporte des moyens pour, à l'apparition d'un régime transitoire, réinitialiser un générateur de rampe (13') conditionnant le rapport cyclique d'un signal de commande à modulation de largeur d'impulsions du convertisseur de puissance.

15 9. Procédé de commande d'un circuit de recherche du point de puissance maximale d'une source d'énergie variable (1) du type appliquant deux retards de valeur différente à une image de la puissance (P) fournie par la source d'énergie, caractérisé en ce qu'il consiste à inhiber ou raccourcir le retard le plus
20 court pendant un régime transitoire.

10. Procédé selon la revendication 9, caractérisé en ce qu'il consiste à déterminer l'existence d'un régime transitoire à partir d'une mesure de la fréquence d'oscillations autour d'un point de fonctionnement nominal du détecteur de point de puissance maximale.
25

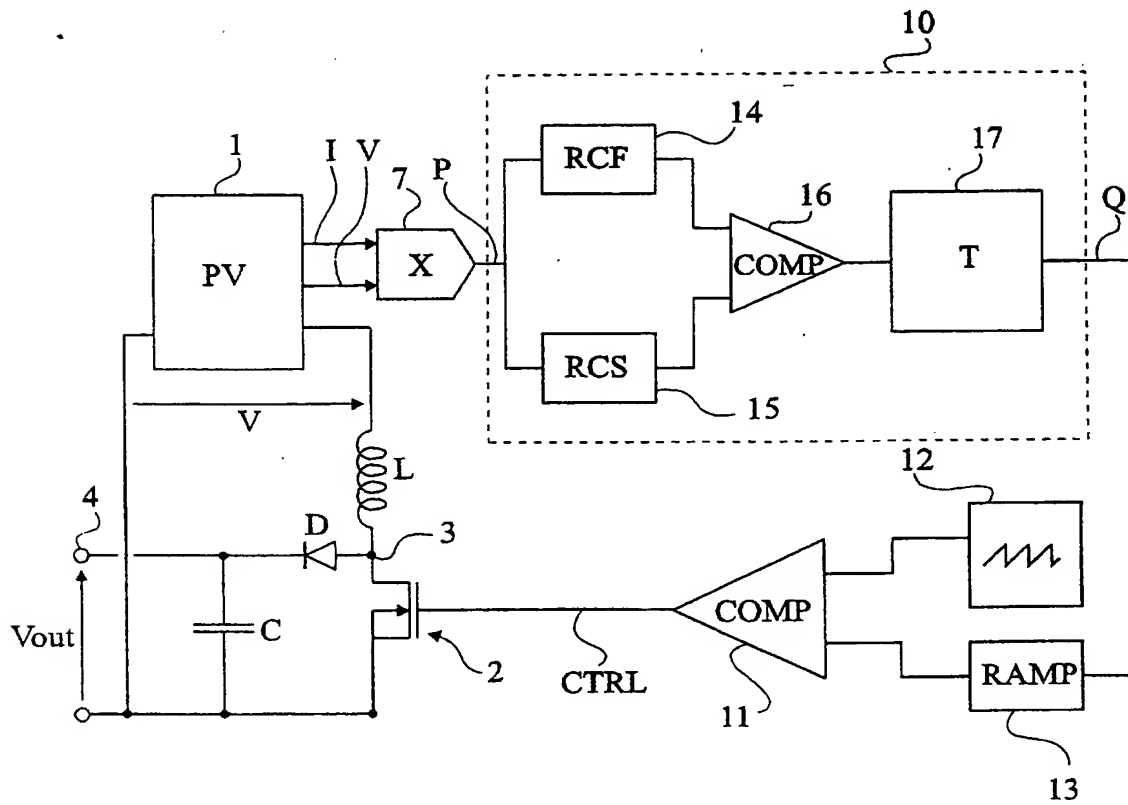


Fig 1

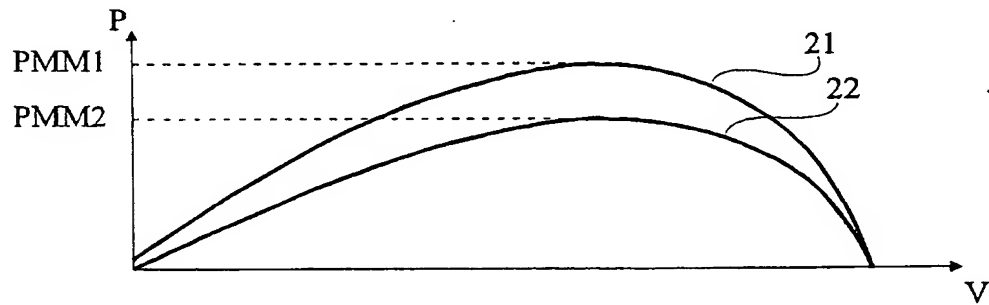


Fig 2

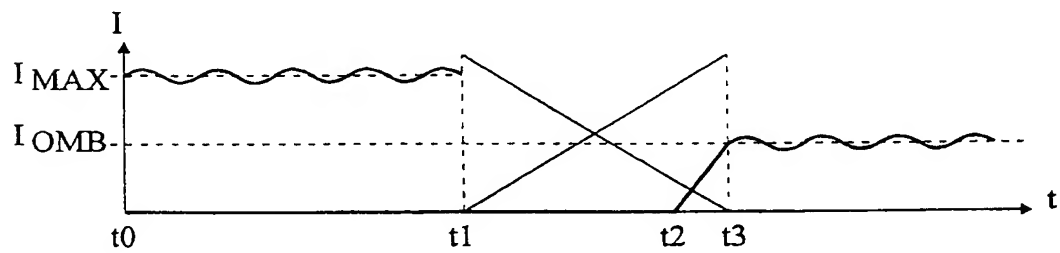


Fig 3

2/3

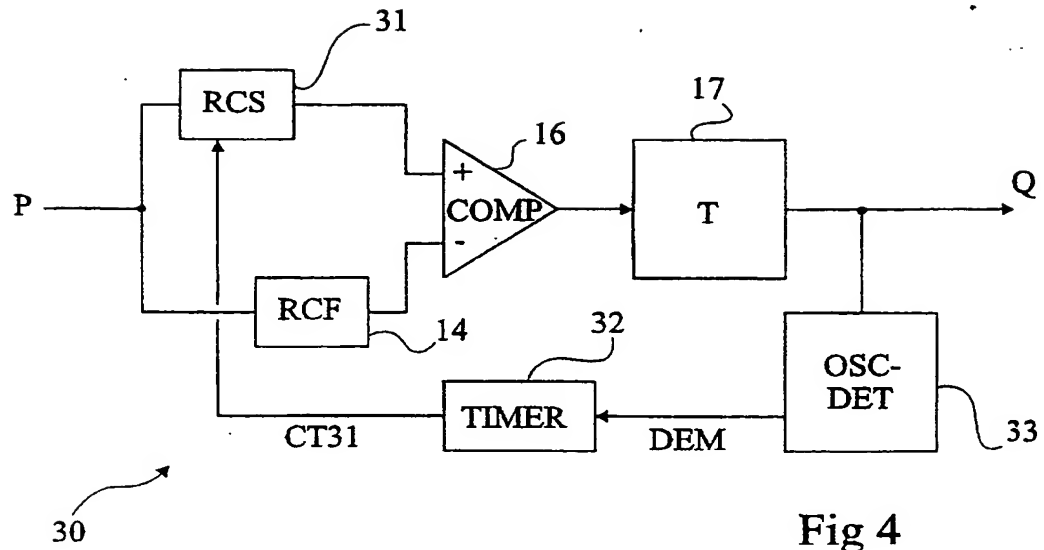


Fig 4

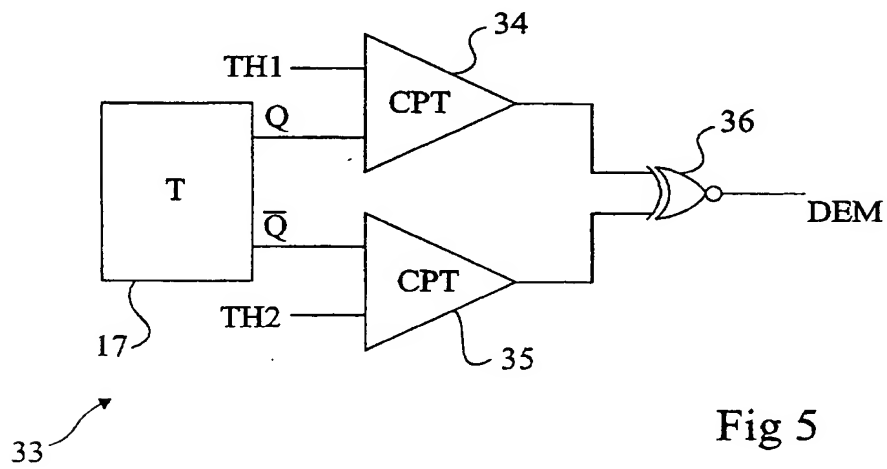


Fig 5

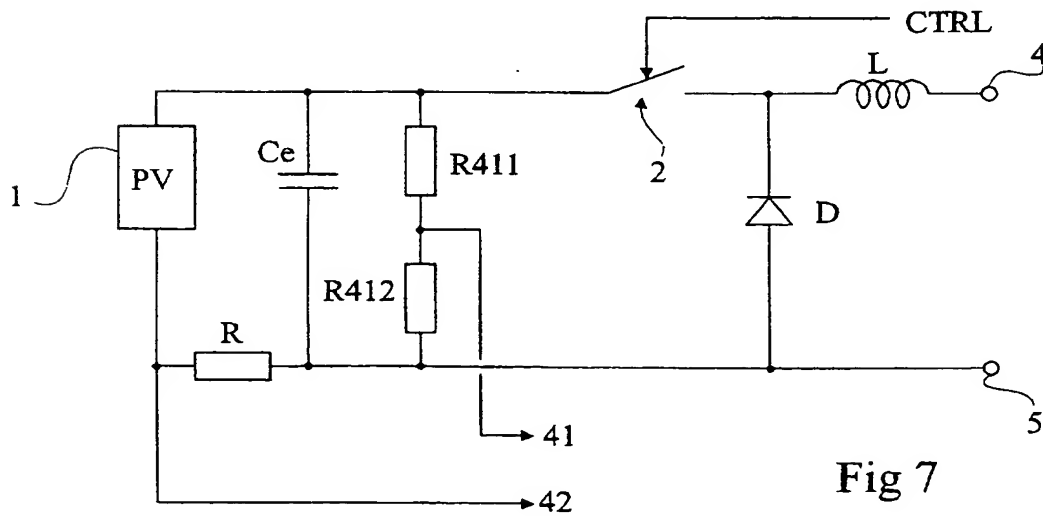


Fig 7

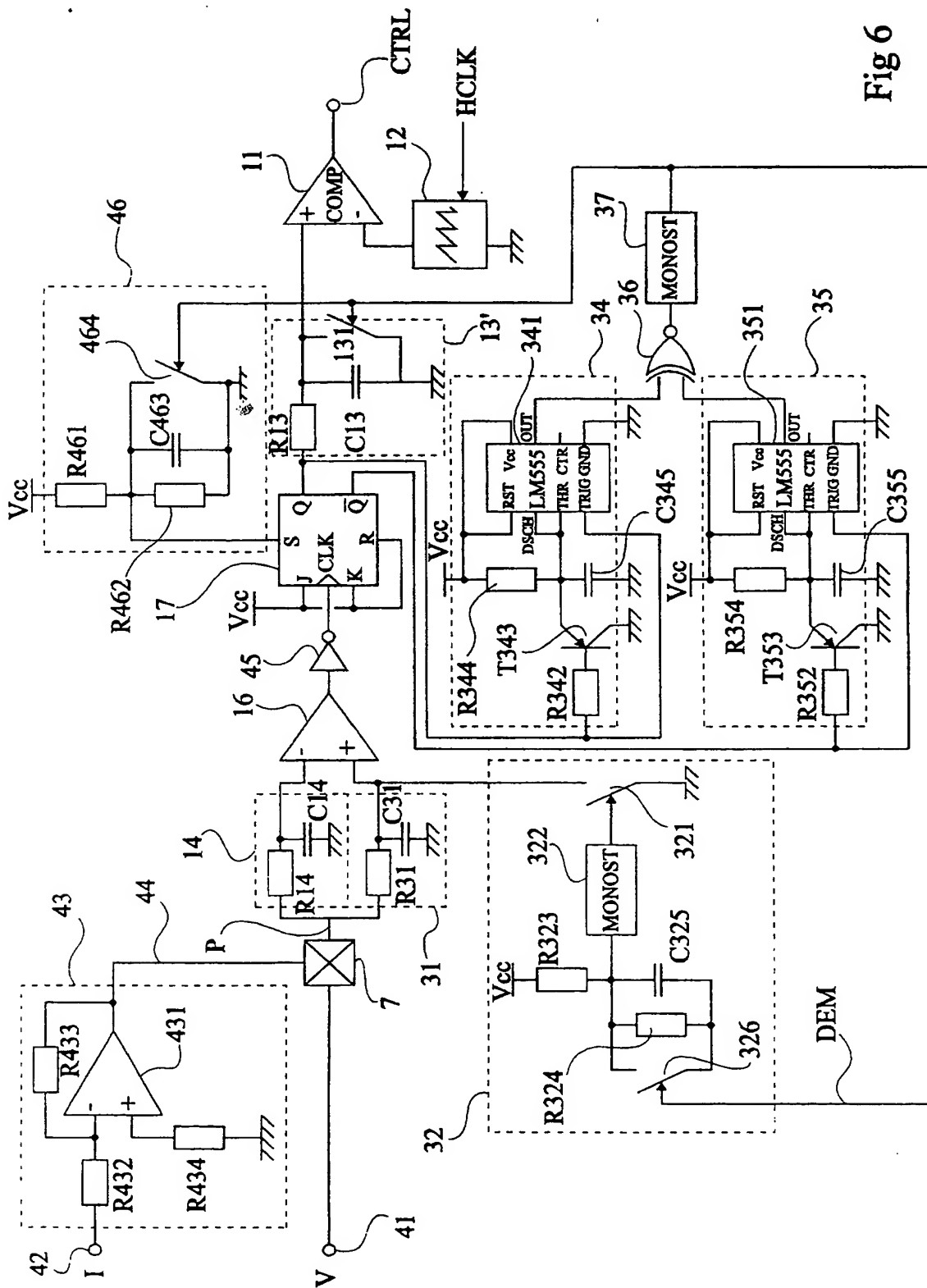


Fig 6



2819653

RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 597867
FR 0100517

DOCUMENTS CONSIDÉRÉS COMME PERTINENTS		Revendication(s) concernée(s)	Classement attribué à l'invention par l'INPI
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes		
A	US 5 932 994 A (JO HYUN-MIN ET AL) 3 août 1999 (1999-08-03) * le document en entier *	1-10	H03K17/28 H03K7/08 H03M1/48
A	US 4 678 983 A (ROUZIES CHRISTIAN) 7 juillet 1987 (1987-07-07) * abrégé *	1-10	
A	ENSLIN J H R ET AL: "INTEGRATED PHOTOVOLTAIC MAXIMUM POWER POINT TRACKING CONVERTER" IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 44, no. 6, 1 décembre 1997 (1997-12-01), pages 769-773, XP000750720 ISSN: 0278-0046 * abrégé *	1-10	
A	NAIK R ET AL: "A NOVEL GRID INTERFACE FOR PHOTOVOLTAIC, WIND-ELECTRIC AND FUEL-CELL SYSTEMS WITH A CONTROLLABLE POWER FACTOR OF OPERATION" PROCEEDINGS OF THE ANNUAL APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION (APEX). DALLAS, MAR. 5 - 9, 1995, NEW YORK, IEEE, US, vol. 2 CONF. 10, 5 mars 1995 (1995-03-05), pages 995-998, XP000528123 ISBN: 0-7803-2483-8 * abrégé *	1-10	DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHÉS (Int.CL.7) G05F
A	US 5 923 100 A (MOSER ROBERT L ET AL) 13 juillet 1999 (1999-07-13) * abrégé *	1-10	
Date d'achèvement de la recherche		Examineur	
15 octobre 2001		Schobert, D	
CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS		T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant	
X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : arrière-plan technologique O : divulgation non-écrite P : document intercalaire			

1

EPO FORM 1503 12.99 (p04C14)

**ANNEXE AU RAPPORT DE RECHERCHE PRÉLIMINAIRE
RELATIF A LA DEMANDE DE BREVET FRANÇAIS NO. FR 0100517 FA 597867**

La présente annexe indique les membres de la famille de brevets relatifs aux documents brevets cités dans le rapport de recherche préliminaire visé ci-dessus.
Les dits membres sont contenus au fichier informatique de l'Office européen des brevets à la date du 15-10-2001
Les renseignements fournis sont donnés à titre indicatif et n'engagent pas la responsabilité de l'Office européen des brevets, ni de l'Administration française

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)		Date de publication
US 5932994	A	03-08-1999	KR	205229 B1	01-07-1999
			CN	1171650 A , B	28-01-1998
			DE	19720427 A1	20-11-1997
			JP	10023686 A	23-01-1998
US 4678983	A	07-07-1987	FR	2576722 A1	01-08-1986
			DE	3662570 D1	27-04-1989
			EP	0190961 A1	13-08-1986
US 5923100	A	13-07-1999	AU	7465598 A	22-10-1998
			WO	9844398 A1	08-10-1998

EPO FORM P0465

Pour tout renseignement concernant cette annexe : voir Journal Officiel de l'Office européen des brevets, No.12/82

